FÜR LABOR UND PRAXIS

3

Abgleich von Superhet- und Geradeausempfängern

Allgemein verständliche Abgleichanweisung

und theoretische Begründung

von

Physiker Gerhard Schulz



Allgemeine Rundfunk-Technik G. m. b. H., Bielefeld

1·9·4·7

ART-Arbeitsunterlagen

für den Rundfunk-Techniker und Bastler

Industrieschaltungen

für sämtliche deutschen und österreichischen Geräte mit Prüf- und Abgleichanweisungen und Werten für Spannungen und Stromstärke lieferbar in

kompletten Sammlungen mit ca. 2000 Schaltungen in handlicher, jederzeit griffbereiter **Sichtkartei** für die Werkstatt

Fabrikatsätzen zur Ergänzung von bereits vorhandenen unvollständigen Sammlungen

Einzelschaltungen aus der Sammlung für Einzelreparaturen

Standardschaltungen

Bastlerschaltungen speziell entwickelt für den Bastler

Sonderschaltungen für angegebene Bestückung als Sonderausarbeitung

Tabellen

ART-Röhrentabelle enthält die ausführlichen Daten und 123 Sockelschaltungen sämtlicher mitteleuropäischer Rundfunkröhren einschließlich Stromregelröhren und eine allgemeine Typenvergleichstabelle

ART-Wehrmacht-Röhrentabelle enthält die Daten sowie 95 Sockelschaltungen der ehemaligen Wehrmachtröhren einschließlich Stabilisatoren, Magnetfeld- und Braunscher-Röhren

ART-Amerikanische Röhrentabelle mit 1353 Röhren nebst Sockelschaltungen nach original-amerikanischen Unterlagen

Abgleich von Superhet- und Geradeausempfängern

Allgemein verständliche Abgleichanweisung

und theoretische Begründung

von

Physiker Gerhard Schulz

Nachdruck auch auszugsweise verboten

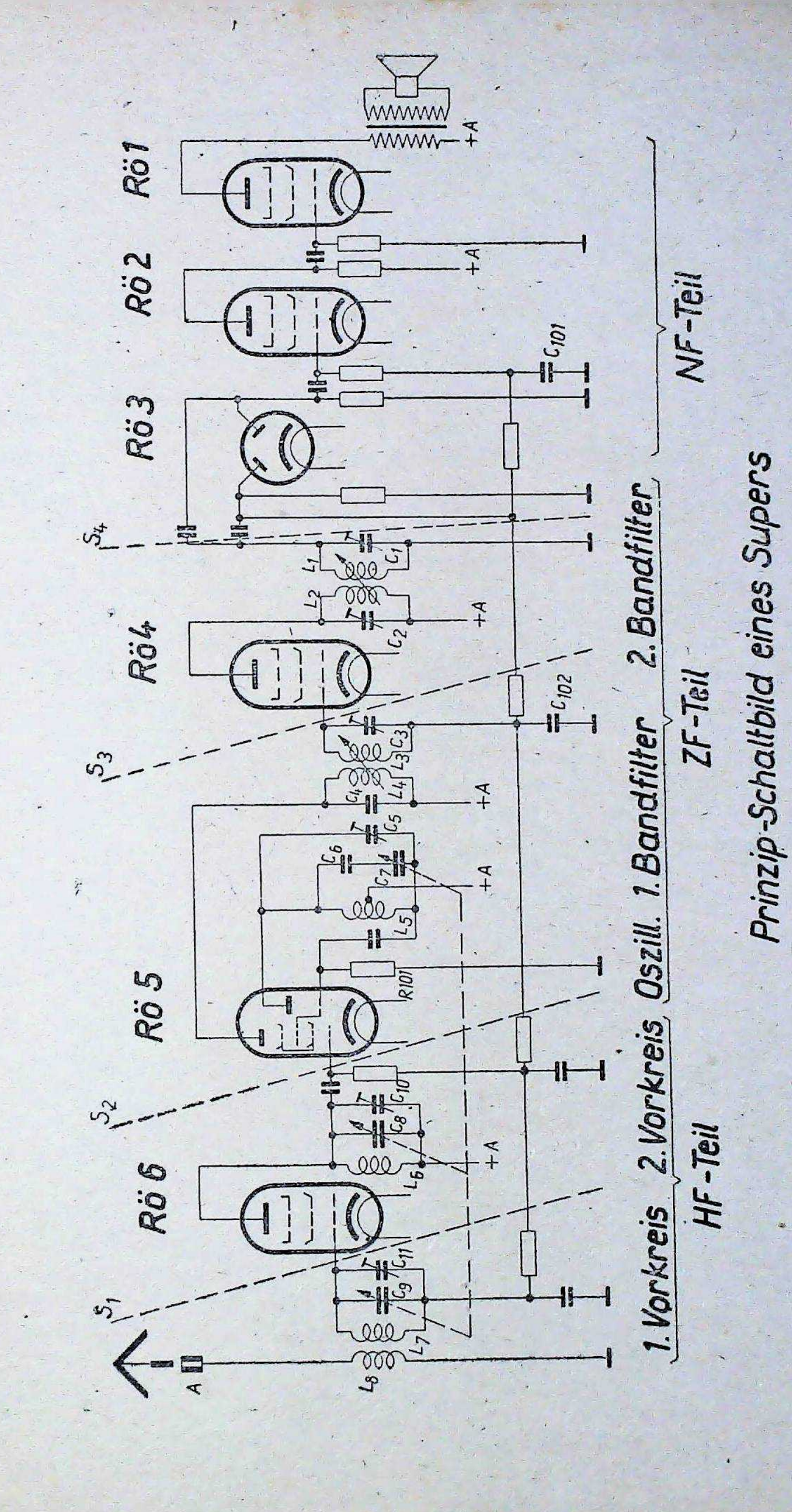


Allgemeine Rundfunk-Technik G. m. b. H., Bielefeld

1 · 9 · 4 · 7

Inhalt

Anm.: Die im Text mit einem Balken versehenen Abschnitte sind die reinen Abgleichanweisungen. Der übrige Text dient dem vertieften Verständnis des Abgleichvorganges und der Arbeitsweise eines Überlagerungsempfängers.



Prinzip-Schaltbild eines Supers

Abb. 1

Abgleich eines Supers.

In der Abb. 1 ist das Prinzipschaltbild eines Supers gezeichnet. Es handelt sich um einen Spitzensuper mit Vorröhre, Mischröhre, ZF-Röhre, Duodiode (Gleichrichtung und Regelspannung mit Vorwärtsreglung der NF-Röhre), NF-Röhre und Endröhre. Die meisten andern Empfängertypen lassen sich aus dieser Abbildung herleiten. So können z. B. Rö 4 und Rö 3 zusammen in einem Glaskolben vereinigt sein (z. B. EBF 11) oder Rö 1 und Rö 2 zusammen (ECL 11). Oft ist mit der Rö 4 noch ein magisches Auge verbunden, z. B. EFM 11. Andererseits kann auch der in Rö 5 untergebrachte Triodenteil, der als Oszillator verwendet wird, in einem Extrarohr untergebracht sein, so daß an dieser Stelle zwei getrennte Röhren auftreten: Mischrohr und Oszillator. Durch diese Abänderungen entstehen keine Änderungen des Abgleichvorganges. Ähnlich verhält es sich, wenn ganze Teile des Schaltbildes nicht vorhanden sind. Die mit S_1, S_2 usw. bezeichneten, gestrichelten Linien deuten an, daß ein neues, einer anderen Empfängertype entsprechendes Schaltbild entsteht, wenn ein zwischen zwei Trennlinien liegender Teil fortgelassen wird. So fällt ein Vorkreis und damit die HF-Röhre Rö 6 fort, wenn man den Teil zwischen den Schnittlinien S_1 und S_2 wegläßt. Nur selten wird Rö 4 fortfallen, eher tritt schon der Fall ein, daß statt der Diode Rö 3 und der Penthode Rö 2 eine einzige Penthode in Audionschaltung verwendet wird. Auch dadurch ändert sich prinzipiell der Abgleich nicht. Ebenso, wenn statt der Endröhre Rö 1 eine Triode oder zwei Röhren im Gegentakt verwendet werden. Schließlich erhält man einen Einkreiser, wenn der Teil zwischen den Schnitten S_1 und S_4 fortgelassen wird.

Um größte Übersichtlichkeit zu gewinnen, sind in der Abb. 1 alle Widerstände, Kondensatoren usw., die nicht den Abgleich beeinflussen und nur zur Stromversorgung der Röhren dienen, fortgelassen. Nur die Regelspannungsleitung ist eingezeichnet, trotzdem ihre Kondensatoren C_{101} und C_{102} während des ganzen Abgleiches kurzgeschlossen werden. Der Empfang eines Senders verläuft wie folgt: Das elektromagnetische Feld erzeugt in der Antenne einen kleinen Strom, der seinerseits in L_7 eine Spannung induziert, die durch Abstimmung des ersten Vorkreises (L_7, C_9 und C_{11}) am Steuergitter von Rö 6 eine erhöhte Spannung hervorruft. Der Anodenstrom von Rö 6 erzeugt im zweiten Vorkreis eine verstärkte Spannung, die dem Gitter der Mischröhre zugeleitet wird. Die vom Oszillator (Triodenteil von Rö 5) erzeugte Spannung wird der Empfangsfrequenz überlagert. Die Differenz beider Schwingungen ergibt die Zwischenfrequenz, die bei einem Empfänger immer konstant gehalten wird, dagegen bei verschiedenen Typen verschieden

sein kann. Die am 1. Bandfilter auftretende ZF-Spannung wird durch Rö 4 und das 2. Bandfilter verstärkt und gelangt zur Duodiode Rö 3, an der sie einmal die Regelspannung erzeugt und zum anderen demoduliert wird. Die so entstehende Niederfrequenz wird der NF-Röhre Rö 2 zugeführt, die ihrerseits die Gitterspannung für die Endröhre Rö 1 liefert. Die Regelspannung wird den Steuergittern der ZF- und HF-Röhren zugeführt. Wenn auch die NF-Röhre mitgeregelt wird, spricht man von Vorwärtsreglung. Der Abgleich eines Empfängers wird stets mit dem NF-Teil begonnen. Man fängt mit der letzten Röhre an und geht Stufe für Stufe nach vorn weiter. Die angeführten Verstärkungszahlen schwanken stark, je nachdem, welche Röhren und welche Dimensionierung verwendet worden sind. Sie sollen nur als Richtwerte dienen.

A. NF-Teil.

Ein eigentlicher Abgleich wird hier nicht vorgenommen. Man überzeugt sich aber durch Verstärkungsmessung davon, daß die Schaltung einwandfrei arbeitet. Außerdem ist es immer zweckmäßig, wenn man den Verstärkungsfaktor des NF-Teiles kennt. Im übrigen verfährt man wie folgt:

1) Ein Voltmeter für Tonfrequenz wird parallel der Primärwicklung des Ausgangstrafos gelegt und dient zur Messung der Ausgangsspannung U_E. Die Primärwicklung besitzt auch einen Widerstand für Gleichstrom. An ihm erzeugt der Anodenstrom der Röhre Rö 1 eine Spannung, die nicht auf das Voltmeter einwirken darf. Deshalb muß ein großer Kondensator (ca. 1 μF) vor das Voltmeter geschaltet werden (Abb. 2).

Abb. 2

2) NF-Spannung U_1 an das Steuergitter der Endröhre legen und so regulieren, daß normale Lautstärke herrscht. Die Verstärkung ist dann $\frac{U_E}{U_1}$ und soll ungefähr 10—30 sein. Oft zeigt das Voltmeter eine Spannung an, ohne daß an das Gitter der Endröhre eine NF-Spannung gelegt ist. Die Ursache hierfür ist meist eine Brummspannung, die hier relativ hohe Werte annimmt, vom Lautsprecher aber manchmal nur schwach abgestrahlt wird. Bevor mit Messungen begonnen werden kann, muß diese Brummspannung beseitigt werden.

3) NF-Spannung U_2 an Steuergitter der Röhre 2 legen und so einstellen, daß die alte Ausgangsspannung U_E wie unt. 2) sich ergibt (Abb. 3). Die Stufenverstärkung $\frac{U_1}{U_2}$ soll 20 bis 100 sein und die Gesamtverstärkung $\frac{U_E}{U_2}$ ist gleich dem Produkt der Stufenverstärkungen.

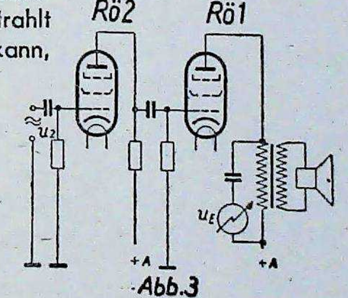


Abb.3

Im Verlauf des weiteren Abgleiches wird bei jeder Stufe auch die zugehörige Stufenverstärkung gemessen werden. Dabei ist aber zu bedenken, daß die Stufenverstärkung eigentlich anders gemessen werden soll, als hier bei Rö 2 beschrieben. Es sei die Absicht, die Stufenverstärkung einer HF-Stufe zu bestimmen. Man geht dann so vor, daß in die Anodenleitung von Röx ein kleiner ohmscher Widerstand (z. B. 2 kΩ)* eingeschaltet wird (Abb. 4), an den ein Röhrenvoltmeter RV angeschlossen wird, das für Messungen in diesem Frequenzbereich geeignet ist. Jetzt gibt man auf das Steuergitter von Röx eine HF-Spannung E_1, die so groß ist, daß im Röhrenvoltmeter RV ein gut ablesbarer Ausschlag zu sehen ist. Man liest die Spannung E_1 ab. Dann nimmt man E_1 fort und gibt auf das Steuergitter von Röx+1 eine HF-Spannung E_2, die so groß gemacht wird, daß sie denselben Ausschlag im Röhrenvoltmeter RV hervorruft wie E_1. Dabei muß die Frequenz der HF-Spannung genau auf den Kreis abgestimmt sein. Die Stufenverstärkung ist nun $\frac{E_1}{E_2}$ Ganz analog verfährt man, wenn statt des HF-Kreises ein Bandfilter oder NF-Drossel oder Widerstand in der Anodenleitung von Röx+1 liegt. Die Gesamtverstärkung des Empfängers muß gleich dem Produkt der Stufenverstärkungen sein.

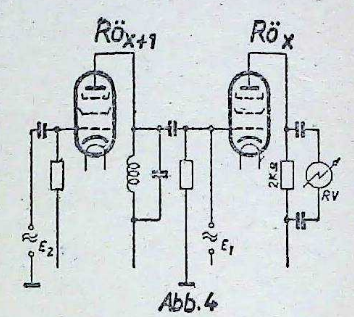


Abb. 4

Dieses Prinzip der Messung der Stufenverstärkung und der Gesamtverstärkung ermöglicht es leicht, Rückwirkungen aufzufinden (z. B. ungewollte Rückkopplungen). Wenn nämlich die Gesamtverstärkung größer ist als das Produkt der Stufenverstärkungen, dann liegt eine Rückwirkung vor, und das bedeutet eine Schwingneigung und sehr oft Unsymmetrie in der Bandfilterkurve. Besonders unsymmetrische Bandfilterkurven (s. ZF-Teil) geben zu Verzerrungen Anlaß.

Solange man aber nur einen Empfänger abgleichen will, von dem man sicher ist, daß er keine Rückwirkungen hat, kann man sich damit begnügen, die Stufenverstärkungen in der einfachen für Rö 2 beschriebenen Weise zu bestimmen.

B. ZF.-Teil.

Die ZF ist eine Hochfrequenzschwingung konstanter Frequenz. Deshalb sind die Bandfilter für eine feste Frequenz, eben nämlich der ZF, abzugleichen. Die Zwischenfrequenz ist, genau wie die vom Sender abgestrahlte Hochfrequenz, moduliert, d. h. ihre Amplitude schwankt im Takte der Niederfrequenz. Man kann diese Modulation nicht ohne weiteres hören, sondern muß sie erst durch eine Demodulation (auch Gleichrichtung genannt) hörbar

*) Dieser 2 kΩ Widerstand wird während der Messung als Ersatz für den Außenwiderstand verwendet.

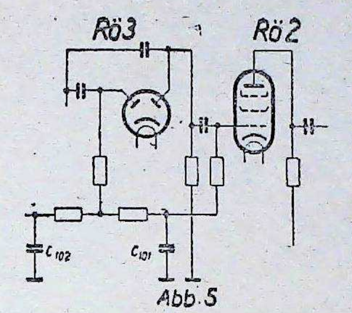


Abb. 5

machen. Dies geschieht mit Hilfe der Diode Rö 3. In der Abb. 5 dient das rechte System der Duodiode zur Gewinnung der Niederfrequenz, während das linke System die Regelspannung zum Schwundausgleich liefert. Die Schaltung beider Systeme ist gleich, die Dimensionierung dagegen verschieden, weil die Regelspannung sich nicht so schnell ändern darf, wie es die Niederfrequenzamplitude tut. Für alle weiteren Messungen werden Kondensator C_{101} und C_{102} kurzgeschlossen, damit nicht durch die Regelspannung eine Verfälschung der Messungen eintritt.

1. Diodenprüfung.

30 % modulierte ZF-Spannung U_3 an die Spule L_1*legen und die Spannung so regulieren, daß U_2 so groß wird wie unter A 2). Das Verhältnis der Spannungen $\frac{U_2}{U_3}$ ist dann ungefähr $\frac{1}{3}$. also eine Schwächung. Die in der 30 % modulierten ZF-Spannung enthaltene Niederfrequenz ergibt eben bei der Demodulation nur die 30 % der ZF-Spannung, die der Modulationstiefe entsprechen, so daß scheinbar eine Schwächung auftritt, die aber tatsächlich auf dem Übergang von der ZF zur NF beruht.

Bei einer Berechnung der Gesamtverstärkung des Empfängers muß diese Schwächung als Demodulationsfaktor in Rechnung gestellt werden (also z. B. mit $\frac{1}{3}$, je nach den Meßergebnissen).

2. Bandfilterabgleich.

Um eine verzerrungsfreie Wiedergabe zu erhalten, genügt es nicht, einen sauber arbeitenden NF-Teil zu haben, sondern auch der HF- und ZF-Teil müssen unverzerrt arbeiten. Die vom Sender ausgestrahlte modulierte Hochfrequenz besteht nicht nur aus der Trägerfrequenz, sondern hat noch daneben die sogenannten Seitenbänder, welche im Abstand der Niederfrequenz oberhalb und unterhalb der Zwischenfrequenz liegen. Diese Frequenzen müssen gleichmäßig verstärkt zur Diode gelangen. Andererseits soll aber ein benachbarter Sender nicht mehr zu hören sein, so daß also eine vollkommen rechteckige Durchlaßkurve (s. Abb. 6) das Ideal wäre. Immerhin kommt man durch die Verwendung mehrerer Bandfilter diesem Idealfalle schon recht nahe. Es kommt darauf an, eine genügend große Bandbreite zu erzielen (9 kHz), möglichst steile Flanken zu erhalten und gute Symmetrie zu wahren.

U_E — Bandbreite 9 kHz

Abb. 6

*) siehe Abb. 1.

Die erzielten Durchlaßkurven sind Annäherungen an ein Rechteck. Unter der Bandbreite versteht man den Frequenzbereich, der zwischen den Stellen der Kurven liegt, an denen die Kurve auf 70 % ihres Maximalwertes abgefallen ist (vgl. Abb. 9 und 10).

Zum Abgleich der ZF-Bandfilter muß die ZF bekannt sein. Ist dies nicht der Fall, so muß die ZF erst bestimmt werden. Wenn es sich um einen Empfänger handelt, der bereits abgeglichen war, dann kann man sich oft so helfen, daß man versucht, die Frequenz des Oszillators zu bestimmen (Rö 5, Triodenteil). Der Empfänger sei dabei z. B. auf 1000 kHz eingestellt, die Oszillatorfrequenz wird mit 1468 kHz festgestellt. Dann ist die ZF also 1468 — 1000 = 468 kHz. Die Frequenzbestimmung des Oszillators ist allerdings oft nur mit großen Schwierigkeiten möglich (vgl. Teil C 1). Am bequemsten geht es mit einem Wellenmesser. Man achte aber darauf, daß man keine Oberwelle mißt (in unserem Beispiel wären das 2936 kHz oder 4404 kHz usw.). Die niedrigste meßbare Frequenz, meistens gleichzeitig die mit dem stärksten Ausschlag im Wellenmesser, ist die richtige.

Eine andere Möglichkeit, die ZF zu bestimmen, besteht darin, daß man die Resonanzfrequenz des anderen Bandfilters im Empfänger oder die eines der Bandfilterkreise bestimmt. Man benutzt dabei die Schaltung, die bei der Messung der Stufenverstärkung angegeben wurde (Abb. 4). Die Senderfrequenz E_2 muß so lange verändert werden, bis sich eine deutliche Resonanzkurve zeigt.

Eine dritte Möglichkeit, die ZF zu bestimmen, besteht schließlich darin, daß man eine Spule (z. B. L_1) und den zugehörigen Kondensator (in unserem Beispiel C_1) ausbaut und ihre Größe an einer L- bzw. C-Meßbrücke feststellt. Mit Hilfe der Formel

$$f_{(kHz)} = \frac{10^6}{2\pi\sqrt{L_{(\mu H)} \cdot C_{(pF)}}}$$

kann dann die Zwischenfrequenz leicht errechnet werden.

Es sei hier noch bemerkt, daß die Abstimmung der Bandfilter oft nicht möglich ist, weil ein Kondensator oder eine Spule entzwei sind. Sollte die Größe dieses Teiles sich an Hand der Reste nicht mehr feststellen lassen, vergleicht man es mit dem anderen Bandfilter. Anderenfalls kann man so vorgehen: Angenommen, C_1 sei zersplittert und die Größe der Kondensatoren C_2, C_3 und C_4 (Abb. 1) nicht feststellbar, dann baut man L_1 aus und stellt an einer L-Meßbrücke die Größe fest (z. B. 1150 μH). Mit Hilfe der bekannten Zwischenfrequenz (z. B. 468 kHz) und der Formel

$$C_{(pF)} = \frac{2{,}53 \cdot 10^{10}}{f^2_{(kHz)} \cdot L_{(\mu H)}}$$

kann dann C ausgerechnet werden. Dabei ist C in pF gerechnet und f in kHz, L in μH einzusetzen. In unserem Beispiel:

$$C_{(pF)} = \frac{2{,}53 \cdot 10^{10}}{468^2 \cdot 1150} = \frac{2{,}53 \cdot 10^{10}}{2{,}53 \cdot 10^8} = 100\,pF$$

Ganz entsprechend geht man vor, wenn die Spule L_1 entzwei ist und man an der C-Meßbrücke C_1 = 100 pF festgestellt hat. Man benutzt dann die Formel:

$$L_{(\mu H)} = \frac{2{,}53 \cdot 10^{10}}{f^2_{(kHz)} \cdot C_{(pF)}} = \frac{2{,}53 \cdot 10^{10}}{468^2 \cdot 100} = 1150\,\mu H$$

Die in Abb. 1, 7 und 8 gezeichneten Bandfilter bestehen aus zwei gleichen Kreisen, deren Spulen direkt gekoppelt sind. Die Durchlaß- und Bandbreite eines Filters hängt hauptsächlich von der Kopplung ab. Deshalb werden regelbare Bandfilter, d. h. solche mit veränderbarer Bandbreite, auch so gebaut, daß die räumliche Lage der Spulen zueinander geändert werden kann. Zum Abgleich werden solche Bandfilter in die Stellung „breit" gebracht, d. h. mit größter Kopplung. Bei dieser Stellung des Bandbreitenreglers werden alle folgenden Schritte unternommen*).

Abb. 7

Der Abgleich eines Bandfilters geht nun wie folgt vor sich:

a) 30 % modulierte ZF-Spannung U_4 an das Gitter von Rö 4 legen. Gewünschte Zwischenfrequenz g e n a u am Sender einstellen.

b) Hilfskondensator C_{103} von 500 bis 1000 pF parallel zur Spule L_1 legen (in Abb. 7 gestrichelt gezeichnet) und U_4 so groß machen, daß U_E (Abb. 2) gut ablesbar.

c) Mit Trimmerkondensator C_2 jetzt auf Resonanz abstimmen.

d) Hilfskondensator C_{103} fortnehmen und parallel L_2 legen (Abb. 8). Kondensator C_2 und Kopplung L_1, L_2 unverändert lassen.

e) Jetzt mit Kondensator C_1 auf Resonanz abstimmen.

f) Hilfskondensator C_{103} fortnehmen und Durchlaßbereich messen, d. h.: man verändert die Frequenz des Meßsenders in kleinen Schritten und liest die zugehörige Spannung U_E ab. Dabei ergibt sich eine

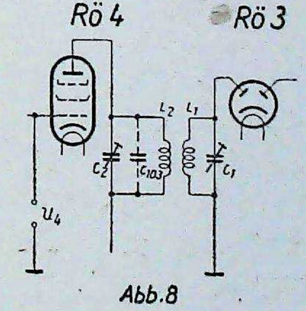


Abb. 8

*) Erweist sich z. B. zur Erzielung einer größeren Bandbreite eine Kopplungsänderung nötig, dann muß die Anordnung der Spulen so geändert werden, daß sie bei derselben Stellung des Bandbreitenreglers enger zusammenrücken oder sonstwie stärker koppeln (z. B. durch Drehung des Spulenkörpers usw.). Ganz analog hat man zur Erzielung einer kleineren Bandbreite zu verfahren

Kurve, die entweder der Abb. 9 oder Abb. 10 entspricht. Man achte darauf, daß die Spannung U_4 nicht zu hoch gewählt wird, weil sonst leicht durch Übersteuerung eine an sich nicht vorhandene Einsattlung vorgetäuscht werden kann. Im Falle der Abb. 10 kann durch Vergrößerung der Kopplung eine Einsattlung wie in Abb. 9 erreicht werden. Dabei verschiebt sich allerdings gleichzeitig die ganze Durchlaßkurve nach niederen Frequenzen. Erwünscht ist eine Einsattlung derart, daß die Spannung im Sattel auf 0.9 absinkt, wenn die Spannung auf dem Höcker 1 beträgt. Ist die Einsattlung zu stark, so kann durch Verkleinern der Kopplung dieses behoben werden.

Abb. 9

Abb. 10

g) Nach jeder Änderung der Kopplung müssen die Schritte b) bis f) wiederholt werden.

h) Mit Hilfe der Kopplung reguliert man aber nicht nur die Einsattlungstiefe, sondern auch die Bandfilterbreite. Wenn die Durchlaßbreite größer als 10 kHz wird, verzichtet man besser auf die Einsattlung und verkleinert die Kopplung, so daß gleichzeitig mit der kleineren Einsattlung auch die Flanken näher zusammenrücken.

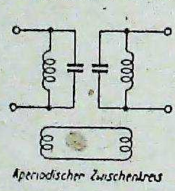


Abb. 11

Die Bandfilter können auch eine andere Schaltung aufweisen als bisher besprochen. So kann die Kopplung der Kreise durch einen „aperiodischen Zwischenkreis" geschehen (Abb. 11). Oder statt der induktiven Kopplung kann eine kapazitive erfolgen (Abb. 12), wobei der Kopplungskondensator C_K der Abb. 12 an beliebiger Stelle der Spulen, bei beiden aber gleich „hoch", angeschlossen werden kann. Je „tiefer" C_3 angeschlossen wird, desto größere Werte nimmt er an, was bei den kleinen Kapazitäten, um die es sich hier handelt, nur von Vorteil ist. Die gestrichelt eingezeichnete kapazitive Verbindung der Fußpunkte der Bandfilterkreise soll andeuten, daß die „kalten" Enden wechselstrommäßig auf gleichem Potential liegen.

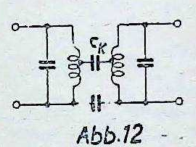


Abb. 12

Der Abgleich vollzieht sich in allen Fällen genau so wie beim induktiv direkt gekoppelten Bandfilter (Abb. 7 und 8).

In manchen Fällen wird zur Abstimmung der Kreise nicht der Kondensator verwandt, sondern die Spule. Sie besitzt dann einen schraubbaren

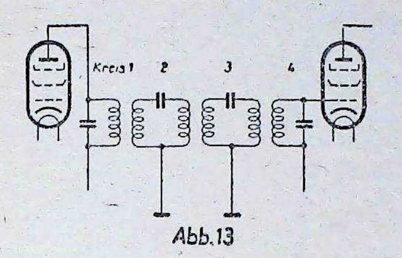


Abb. 13

Eisenkern, der durch Herein- oder Herausdrehen die Abstimmung hervorruft. In diesem Falle muß immer statt des Kondensators C_2 die Spule L_2 und statt des Kondensators C_1 die Spule L_1 getrimmt werden.

i) Eine Besonderheit bieten die Bandfilter, die aus mehr als 2 Kreisen zusammengesetzt sind, z. B. aus 4 Kreisen (Abb. 13). Der Abgleich verläuft ganz ähnlich dem bei 2 Kreisen.

I. Abstimmung des 1. Kreises, dabei wird Kreis 2, 3 und 4 mit je einem Hilfskondensator von 500—1000 pF kurzgeschlossen.
II. Abstimmung des 2. Kreises, dabei wird Kreis 1, 3 und 4 mit je einem Hilfskondensator von 500—1000 pF kurzgeschlossen.
III. Abstimmung des 3. Kreises mit Hilfskondensator-Kurzschluß von Kreis 1, 2 und 4.
IV. Abstimmung des 4. Kreises mit Hilfskondensator-Kurzschluß von Kreis 1, 2 und 3.
V. Eine evtl. notwendige Kopplungsänderung möglichst bei allen Kopplungen gleichzeitig vornehmen.

3. Der Abgleich des ersten Bandfilters

geht genau so vor sich wie unter 2) beschrieben. Man bedenke aber, daß sich jetzt die Durchlaßkurven multiplizieren. Da es aber auf die Gesamtdurchlaßbreite des Empfängers ankommt, so stelle man dieses Bandfilter so ein, daß eine Bandbreite von insgesamt 9 kHz resultiert und die Einsattlung nicht unter 0,8 des Maximalwertes sinkt (Abb. 9). Es ist hierbei notwendig, die Anodenspannungszuleitung zu L_5 zu unterbrechen (Abb. 14). Man legt dann die ZF-Spannung U_5 an das Gitter der Rö 5. Die Stufenverstärkung $\frac{U_4}{U_5}$ muß ungefähr 30—50 sein. Dasselbe gilt für die Stufenverstärkung $\frac{U_3}{U_4}$.

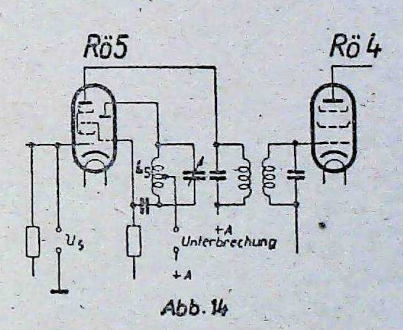


Abb. 14

Bei allen Stufenverstärkungsmessungen muß U_E konstant gehalten werden.

C. HF-Teil.

Die Erzeugung der Zwischenfrequenz geschieht durch Überlagerung der Empfangsfrequenz mit der im Empfänger erzeugten Oszillatorfrequenz in

der Mischröhre. Damit die Zwischenfrequenz konstant ist, muß die Oszillatorfrequenz einen festen Frequenzabstand gegen die Empfangsfrequenz haben. Dazu wird eine spezielle Schaltung nach Abb. 15 für den Oszillatorkreis benutzt. Der Unterschied der Empfangs- und Oszillatorfrequenzen läßt sich weitgehend konstant halten. Ganz genau genommen gibt es kleine Abweichungen (Abb. 16), die aber praktisch nicht ins Gewicht fallen. In drei Punkten herrscht völlige Übereinstimmung, daher auch Dreipunktgleichlauf genannt. Diese Frequenzpunkte sind willkürlich wählbar, am besten Mitte und 15 % von den Enden des Bereiches entfernt. Wir bezeichnen diese Empfangsfrequenzen mit f_1, f_2 und f_3. Die Oszillatorfrequenzen sind dann

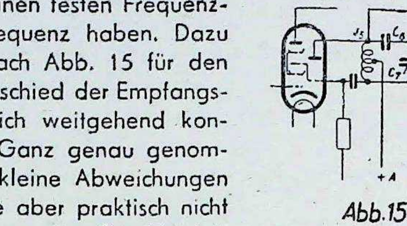
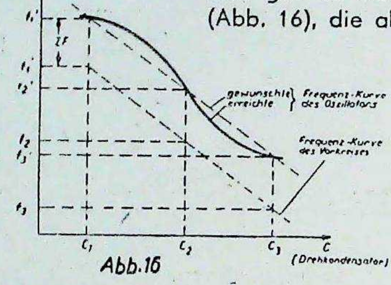


Abb.15


Abb.16

$$f_1' = f_1 + f_z \,; \quad f_2' = f_2 + f_z \,; \quad f_3' = f_3 + f_z$$

(f_z = Zwischenfrequenz). Aus der Thomson'schen Formel $4\pi^2 f^2 LC = 1$ können nun die Werte des Drehkondensators C_1, C_2 und C_3, die zu den Frequenzen f_1, f_2 und f_3 gehören, berechnet werden. Für den Kondensator C_6 (Abb. 15 und Abb. 1) ergibt sich folgende Formel:

$$C_6 = \frac{C_2 \cdot C_3 - C_1 \left\{ \frac{K_2 - K_1}{K_3 - K_1} (C_3 - C_2) + C_3 \right\}}{C_1 - C_2 + \frac{K_2 - K_1}{K_3 - K_2} (C_3 - C_2)}$$

Darin bedeuten $K_1 = 2{,}28 \cdot 10^{13} \cdot \frac{1}{f_1^2}$; $K_2 = 2{,}28 \cdot 10^{13} \cdot \frac{1}{f_2^2}$; $K_3 = 2{,}28 \cdot 10^{13} \cdot \frac{1}{f_3^2}$.

Alle C-Werte und L-Werte werden in cm ausgedrückt. In Rundfunkempfängern wird der Kondensator C_6 berechnet und eingebaut. Oft wird er auch „Padding"-Kondensator genannt.

Er hat natürlich in allen Bereichen einen anderen Wert, muß also genau so wie L_5, L_6, L_7 und L_8 in allen Bereichen umgeschaltet werden. Als Anhaltspunkt mögen folgende Zahlen dienen: Bei einer ZF von 468 kHz und einer Drehkondensatorvariation von 500 pF ist der Paddingkondensator ungefähr im Langwellenbereich 150 pF, im Mittelwellenbereich 250 pF und im Kurzwellenbereich 5000 pF oder wird hier fortgelassen.

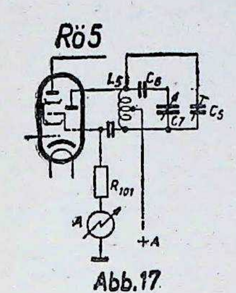


Abb.17

Für die nachfolgende Abgleichvorschrift tun wir so, als ob wir nur einen Bereich hätten, während der Abgleich der andern Bereiche natürlich mit anderen Werten der Spulen und Kondensatoren, sonst aber genau so vor sich geht. Die Schwingungskontrolle für den Oszillator geschieht entweder mit einem Wellenmesser oder durch Messung des Gitterstroms, indem zwischen Widerstand R_{101} und Erde ein Milliamperemeter eingeschaltet wird (Abb. 17). Zweckmäßiger ist ein Wellenmesser, weil mit ihm gleichzeitig die Oszillatorfrequenz gemessen werden kann.

1. Oszillator (Dreipunktgleichlauf).

Der Abgleich des HF-Teiles beginnt mit dem Oszillator. Dabei sei vorausgesetzt, daß die Drehkondensatoren C_7, C_8 und C_9 (Abb. 1) sich im Gleichlauf befinden, d. h. stets dieselben Werte haben. Man hüte sich davor, die Lamellen der äußeren Platten zu verbiegen. Wenn es nicht zu umgehen ist, dann achte man zum Beginn darauf, daß alle Rotorplatten in eingetauchtem Zustand sich genau in der Mitte zwischen den Statorplatten befinden. Sodann stellt man den Rotor so ein, daß nur die erste Lamelle halb eingetaucht ist, und stellt durch leichtes Verbiegen der ersten Lamelle alle Kondensatoren auf denselben C-Wert ein. Dann dreht man den Rotor weiter, bis die zweite Lamelle halb eingetaucht ist, und verbiegt die Lamellen so, daß auch in dieser Stellung alle Kondensatoren den gleichen C-Wert besitzen. So fährt man bis zur letzten Lamelle fort. Dazu ist eine gute C-Meßbrücke notwendig.

Als nächstes müssen wir uns eine Möglichkeit verschaffen, die Oszillatorfrequenz zu messen. Wie schon oben erwähnt, erscheint am zweckmäßigsten der Gebrauch eines Wellenmessers. Manchmal gelingt es aber nicht, eine Anzeige zu erhalten, weil der Wellenmesser nicht an den Oszillator angekoppelt werden kann oder der Oszillator abgeschirmt eingebaut ist. Dann nimmt man am besten einen Meßsender zu Hilfe, in folgender Weise:

Wir wissen, daß die ZF durch Überlagerung der Empfangsfrequenz mit der Oszillatorfrequenz entsteht. Wenn die Frequenz des empfangenen Senders 1000 kHz beträgt und die ZF 468 kHz, dann muß der Oszillator entweder mit 1000 + 468 = 1468 kHz oder mit 1000 — 468 = 532 kHz schwingen, sonst ist kein Empfang möglich. Im Mittelwellenbereich liegt die Empfangsfrequenz zwischen 500 kHz und 1500 kHz; die ZF sei 468, dann muß der Oszillator liegen zwischen 968 kHz und 1968 kHz oder zwischen 32 kHz und 1032 kHz. Im ersteren Falle ergibt sich eine Oszillatorfrequenzvariation von 1 : 2.05, dem eine C-Variation von 1 : 4.2 entspricht. Daher die Verkürzung des Drehkondensators C_7 durch den Paddingkondensator C_6 (Abb. 1 und 15). Im zweiten Falle ergibt sich eine Frequenzvariation von

1 : 34,5. Dem entspricht eine C-Variation von 1 : 1180, was technisch gar nicht durchführbar ist. Daraus ist zu ersehen, daß der Oszillator immer mit einer höheren Frequenz schwingen muß als die Empfangsfrequenz. Wir stellen nun den Skalenzeiger des Empfängers auf 500 kHz und drehen damit den Drehkondensator C_7 ganz herein. Ferner geben wir auf das Steuergitter der Mischröhre eine HF-Spannung f_E von 500 kHz, die wieder mit Niederfrequenz 30 % moduliert ist. Darauf trimmen wir die Oszillatorspule L_5 so, daß wir den Sender im Lautsprecher hören und das Voltmeter am Ausgangstrafo eine Spannung U_E zeigt. Dann ist die Zwischenfrequenz (z. B. 468 kHz) erzeugt worden, und das bedeutet, daß der Oszillator mit $f_o = f_E + f_z$ schwingt (in unserm Beispiel $f_o = 500 + 468 = 968$ kHz). Allerdings ist auch jetzt noch eine Fehlerquelle möglich, die wir aber sofort ausschalten können. Es könnte nämlich sein, daß der Meßsender oberwellenhaltig ist, d. h. nicht nur 500 kHz, sondern auch noch 1000, 1500 und 2000 kHz usw. aussendet. Das Gleiche gilt für den Oszillator. Nehmen wir nun an, wir hätten ihn falsch auf 766 kHz eingestellt, dann wäre die nächste Oberwelle des Meßsenders 2000 kHz, die Zwischenfrequenz 2000 — 1532 = 468 kHz. Wir sehen also, daß die Oberwellen durch Mischung ebenfalls zur Bildung der ZF gelangen können. Andererseits sind die Oberwellen des Oszillators und des Meßsenders viel schwächer als die Grundwelle. Sie betragen nur einige Prozent. Deshalb soll man den Meßsender nur mit so schwacher Spannung gebrauchen, daß die Spannung mit den bereits bekannten Stufenverstärkungen multipliziert etwa die Ausgangsspannung U_E ergibt. Nehmen wir als Beispiel an, die Stufenverstärkung der Endröhre Rö 1 sei mit 20 gemessen worden, die von Rö 2 mit 50, der Demodulationsfaktor sei ⅓. Die Stufenverstärkung von Rö 4 sei mit 40 und die von Rö 5 ebenfalls mit 40 gemessen, dann ist die

$$\text{Gesamtverstärkung} = 20 \cdot 50 \cdot \tfrac{1}{3} \cdot 40 \cdot 40 = 500\,000.$$

Damit U_E = 10 Volt resultiere (wiederum als Beispiel), muß der Meßsender mit $\frac{10}{500\,000}$ V gefahren werden, das sind 0,02 mV.

Aus Gründen, die wir später besprechen werden, muß der Meßsender ungefähr auf den dreifachen Betrag davon eingestellt werden, also auf 0,06 mV. Damit ist eine ziemlich große Sicherheit erreicht, daß die Oberwellenmischung nicht mehr hörbar wird.

Außerdem kann man die Oberwellenmischung sofort an folgendem feststellen:

Wir verändern f_E langsam bis 550 kHz. Das machen wir so, daß wir den Empfängerskalenzeiger langsam über den Bereich schieben und den Meßsender auf die vom Empfänger angegebene Frequenz nachstellen. Die vierte Oberwelle des Meßsenders wird dann 2200 kHz. Der Drehkondensator C_7 nimmt dabei gleichzeitig einen kleineren Wert an, so daß der Oszillator nachgestellt werden muß mit Hilfe von L_5. Seine zweite Oberwelle muß näm-

lich jetzt 2200 — 468 = 1732 kHz, d. h. seine Grundwelle 866 kHz betragen. Verändern wir nun f_E immer weiter unter ständigem Nachregeln des Oszillators mit L_5, so daß wir den Sender immer im Lautsprecher hören, so wird schließlich f_E 1500 kHz betragen. Seine 4. Oberwelle wäre dann 6000 kHz. Die 2. Oberwelle des Oszillators wäre 6000 — 468 = 5532 kHz und die Grundwelle f_o = 2766 kHz. Die Variation des Oszillators müßte also 766 : 2766 = 1 : 3,6 sein, die C-Variation dementsprechend 1 : 13, was in Verbindung mit dem Paddingkondensator gar nicht möglich ist. Die Nachreglung durch die Spule L_5 kann die mangelnde C-Variation gar nicht wettmachen. Wir würden daher bei der Durchführung dieses Verfahrens bald an irgendeiner Stelle mitten im Bereich nicht mehr mit L_5 nachregeln können, weil z. B. der Eisenkern der Spule L_5 schon ganz herausgedreht ist. Wir merken daran, daß eine Oberwellenmischung vorgelegen hat. Denn hätten wir statt dessen die richtige Grundwellenmischung gehabt, so würde sich der Oszillator mit der Spule L_5 stets nachregeln lassen. Dabei ist natürlich vorausgesetzt, daß L_5 ungefähr mit der richtigen Dimensionierung eingebaut ist.

Wir gehen nun wieder an den Anfang des Versuches zurück, indem wir den Skalenzeiger wieder auf 500 kHz stellen, ebenso den Meßsender, und jetzt einen neuen Wert für L_5 suchen, bei dem der Meßsender hörbar wird und L_5 sich über den ganzen Empfangsbereich oder wenigstens 80 % in der beschriebenen Weise nachregeln läßt. Dann sind wir sicher, die richtige Dimensionierung getroffen zu haben. U. U. war die Spule L_5 nicht mit der richtigen Windungszahl gewickelt und muß umgewickelt werden, was am besten mit einer L-Meßbrücke kontrolliert wird.

Nun wird es sich in den meisten Fällen darum handeln, den Oszillator nach der Empfängerskala einzustellen. Wir suchen uns 3 Frequenzen aus, die wir durch die Stellung des Skalenzeigers festlegen. Die 1. Frequenz, f_1, soll ca. 15 % vom kurzwelligen Ende des Bereiches liegen, die 2. Frequenz, f_2 in der Mitte des Bereichs, die 3. Frequenz, f_3, ca. 15 % vom langwelligen Ende. Der Oszillator muß an diesen drei Stellen daher die Frequenzen:

$$f_1' = f_1 + f_z\ ;\ f_2' = f_2 + f_z \ \text{ und } \ f_3' = f_3 + f_z$$

haben, wobei f_z die Zwischenfrequenz bedeutet. Nun kann der Abgleich des Oszillators in folgenden Schritten vor sich gehen, wofür wir 2 Methoden, je nach Verwendung eines Wellenmessers oder eines Meßsenders, angeben.

I. Abgleich des Oszillators mit Hilfe eines Wellenmessers.

a) Skalenzeiger des Empfängers (der mit dem Drehkondensator gekoppelt ist) auf f_3 stellen.
b) L_5 so trimmen, daß der Oszillator mit $f_3' = f_3 + f_z$ schwingt.
c) Skalenzeiger auf f_2 stellen.*)

*) Fällt fort, wenn der Paddingkondensator berechnet worden ist und (oder) keine Reguliermöglichkeit vorgesehen ist.

d) Paddingkondensator C_6 so regulieren, daß der Oszillator auf $f_2' = f_2 + f_z$ schwingt.
e) Zeiger auf f_1 stellen.
f) C-Trimmer C_5 so trimmen, daß Oszillator mit $f_1' = f_1 + f_z$ schwingt.
g) wie a).
h) wie b) usw., bis sich keine merkliche Verbesserung mehr ergibt.

II. Abgleich eines Oszillators mit Hilfe eines Meßsenders.

a) Skalenzeiger des Empfängers (der mit dem Drehkondensator gekoppelt ist) auf f_3 stellen.
b) 30 % modulierten Meßsender auf Frequenz f_3 nach seiner Frequenzskala einstellen und an das Gitter des Mischrohres legen. Dabei die HF-Spannung nicht zu hoch wählen, sondern entsprechend der Gesamtverstärkung bemessen.
c) L_5 so trimmen, daß Meßsender im Lautsprecher hörbar wird.
d) Zeiger auf f_2 stellen.
e) Meßsender wie b), aber auf f_2 stellen.*)
f) Paddingkondensator C_6 so trimmen, daß der Meßsender im Lautsprecher hörbar wird.*)
g) Zeiger auf f_1 stellen.
h) wie b), aber auf f_1 stellen.
i) C-Trimmer C_5 so trimmen, daß Meßsender hörbar wird.
k) wie a).
l) wie b) usw., bis sich keine merkliche Verbesserung mehr ergibt.

Damit ist der Oszillator in bezug auf die Skala richtig eingestellt. Messen wir jetzt die HF-Spannung U_6, die am Gitter Mischrohr nötig ist, um dieselbe Ausgangsspannung zu erzeugen wie U_5, (wobei also U_6 eine Empfangsfrequenz, U_5 aber ZF ist), so stellen wir fest, daß U_5 kleiner ist als U_6, ungefähr im Verhältnis 1 : 3.

Bei der Gesamtverstärkungsberechnung des Empfängers (s. Oszillator-Abgleich II. b) muß er als Mischfaktor ⅓ in Rechnung gestellt werden (ähnlich dem Demodulationsfaktor). Die tiefere Ursache liegt darin, daß bei der Verstärkung der ZF-Spannung U_5 die Steilheit der Kennlinie ausgenutzt wird, dagegen bei der Verstärkung und Mischung von U_6 die Krümmung oder Steilheitsänderung der Kennlinie bei Spannungsänderungen des Mischgitters.

Das Verhältnis $\frac{U_4}{U_6}$ nennt man auch die Mischverstärkung. Für die Gesamtverstärkung darf entweder die Mischverstärkung oder die Stufenverstärkung $\frac{U_5}{U_6}$ mal dem Mischfaktor in Rechnung gesetzt werden.

Wir wenden uns nun dem zweiten Vorkreis zu.

*) Anm. s. Seite 15.

2. Zweiter Vorkreis.

a) Meßsender an erstes Gitter von Rö 6 legen (Abb. 18).
b) Skalenzeiger des Empfängers auf f_3 stellen.
c) Der Meßsender wird 30 % moduliert und seine Frequenz so eingestellt, daß er im Lautsprecher hörbar wird und die Ausgangsspannung U_E meßbar wird. Man überzeuge sich, daß die am Meßsender ablesbare Frequenz ungefähr mit der gewünschten übereinstimmt. Es besteht die Gefahr, daß Oberwellen des Meßsenders die Messung verfälschen.
d) Mit L_6 auf Resonanz abstimmen.
e) Skalenzeiger auf f_1 stellen.
f) Meßsender nachstellen wie unter a).
g) Mit C-Trimmer C_{10} auf Resonanz abstimmen.
h) wie b).
i) wie c).
j) wie d) usw., so lange, bis sich keine merkliche Änderung mehr zeigt. Es sei hierbei darauf hingewiesen, daß die C-Trimmer oft beim Durchdrehen eine Resonanz vortäuschen, indem der C-Trimmer seinen höchsten oder niedrigsten Wert erreicht. In solchen Fällen muß ein Parallel-Kondensator zugeschaltet werden oder ein bereits zugeschalteter verkleinert werden.

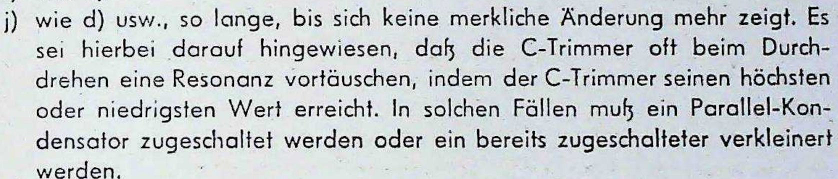


Abb. 18

Damit befindet sich der zweite Vorkreis im Gleichlauf mit dem Oszillator. Die Stufenverstärkung wird wieder gemessen, indem die HF-Spannung U_7 an das Gitter von Rö 6 gelegt und die Verstärkung $U_6 : U_7$ gemessen wird. Sie soll ungefähr 60 betragen. Beide Spannungen, U_6 und U_7, sind so einzustellen, daß sich für U_E der bisher benutzte Wert ergibt.

Die Stufenverstärkung hängt auch von der Frequenz ab, und zwar ist sie beim kurzwelligen Ende ca. 3mal so groß wie am langwelligen Bereichsende, weil der Resonanzwiderstand der Kreise proportional der Frequenz geht (innerhalb eines Bereiches). Im Kurzwellenbereich ist die Stufenverstärkung wesentlich geringer, weil die Spule sehr kleine Werte annimmt. Umgekehrt im Langwellenbereich. Hier könnte man wesentlich höhere Verstärkungen erzielen. Aber es empfiehlt sich nicht, sie anzustreben wegen der damit verbundenen Pfeifneigung und der resultierenden schmalen Bandbreite der HF-Kreise. Die Gesamtbandbreite des Empfängers ist ja das Produkt der Durchlaßkurven aller Stufen und soll im ganzen 9 kHz betragen.

3. Erster Vorkreis.

Die HF-Spannung wird an die Antennen-Eingangsbuchse A gelegt. Im übrigen verfährt man genau so wie beim 2. Vorkreis. Eine Stufenverstärkung kann man hier nicht messen. Stellt man U_8 so ein, daß sich für U_E der bisher benutzte Wert ergibt, dann bezeichnet man auch $\frac{U_8}{U_7}$ als Eingangsüberhöhung. Diese ist aber kein Maß für die Güte oder Empfindlichkeit eines Empfängers.

Oft empfiehlt es sich, statt den Meßsender direkt an die Antennenbuchse zu legen, eine Antenne an den Empfänger zu schalten und den Meßsender lose mit der Antenne zu koppeln.

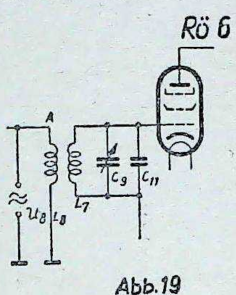


Abb. 19

4. HF-Bandfilter.

Bandfilter können auch im HF-Teil auftreten, sog. HF-Bandfilter, meistens als Eingangsbandfilter vor dem ersten Rohr (Abb. 20).

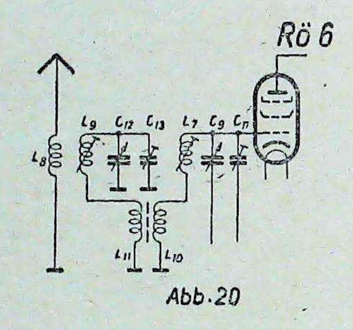


Abb. 20

Ihr Abgleich verläuft ganz ähnlich dem gewöhnlichen Bandfilter, das zwischen Anode und Gitter der folgenden Röhre sich befindet (Abb. 21).

In Abb. 20 ist ein induktiv gekoppeltes Eingangsbandfilter gezeichnet. Seine Bandbreite hängt von der Kopplung d und der Resonanzfrequenz f_r ab. Die Kopplung hängt bei induktiven Bandfiltern von der Größe der Spulen ab, bei kapazitiv gekoppelten (Abb. 21) von der Größe aller Kondensatoren, die ja für verschiedene Frequenzen dauernd andere Werte annehmen, so daß der Kopplungsfaktor sich dadurch ständig ändert. Es zeigt sich nun, daß bei kapazitiver oder induktiver Kopplung die Bandbreite über einen ganzen Bereich hinweg nicht konstant ist. Die Formel für die Bandbreite ist

$$B = K \cdot d \cdot f_r ,$$

Abb. 21

wobei K ein Faktor ist, der in verwickelter Weise von der Kopplung abhängt. Bei konstanter Dämpfung und Kopplung wächst die Bandbreite mit der Resonanzfrequenz fr, also mit der Empfangsfrequenz, innerhalb eines Bereiches um 1 : 3. Man versucht, diesen Effekt

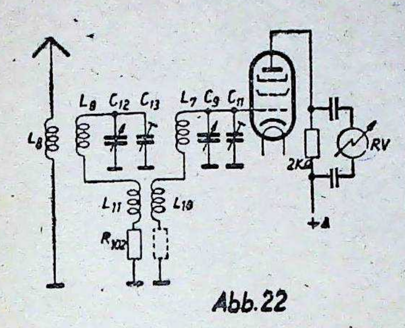


Abb. 22

dadurch zu kompensieren, daß man einen Kreis (oder beide) durch einen kleinen Widerstand von wenigen Ohm künstlich bedämpft (Abb. 22 R_{102}). Die Dämpfung des Kreises nimmt dadurch zwar zu, aber mit wachsender Frequenz wird die Zunahme immer geringer, so daß nach obiger Formel die Bandbreitenzunahme verringert wird. Schließlich kann durch geeignete Wahl der Kopplung und des Bedämpfungswiderstandes R_{102} die Bandbreite über den ganzen Bereich konstant gehalten werden.

Eine Berechnung der Kopplungsgrößen und Widerstände gestaltet sich sehr kompliziert. Man muß durch Versuch Kopplung und Bedämpfung einstellen. Man beachte, daß große Kopplung und große Bedämpfung auch große Bandbreiten ergeben. Man wird deshalb so vorgehen, daß man in die Anodenleitung der folgenden Röhre einen Widerstand von ca. 2 kΩ legt, an den man ein Röhrenvoltmeter schließt (Abb. 21). Nun gibt man auf die Antenneneingangsbuchse die Meßsenderspannung. Man fängt am kurzwelligen Bereichsende an und gleicht für die Frequenz f_1 das HF-Bandfilter genau so ab wie die ZF-Bandfilter für die Zwischenfrequenz. Man benutzt zum Abstimmen der Kreise die C-Trimmer C_{11} und C_{13}. Die Kopplung L_{10} L_{11} stellt man so ein, daß die gewünschte Bandbreite von 10 kHz sich ergibt. Um dieses Resultat bei 1500 kHz zu erzielen, müssen die Kreise schon außerordentlich gut sein, d. h. ihre Dämpfung muß bei 0,5 % liegen. Nun geht man zum langwelligen Ende des Bereiches zur Frequenz f_3 und gleicht die Bandfilter wieder ab. Bei dieser Frequenz f_3 ist die Bandbreite wesentlich kleiner als bei f_1. Jetzt wird der Widerstand R_{102} eingeschaltet und der Abgleich wiederholt, ohne die Kopplung zu ändern. Die Bandbreite wird durch richtige Dimensionierung von R_{102} eingestellt. Der Widerstand hat ungefähr die Größe von 7 Ω (kann aber stark schwanken). Nun geht man zum kurzwelligen Bereich f_1 zurück und stellt den Abgleich wie vorher ein. Die Bandbreite wird wieder durch die Kopplung L_{10} L_{11} eingestellt. Dann geht man wieder zur Frequenz f_3 über usw., bis man ein befriedigendes Resultat erhalten hat.

Analog geht man im langwelligen Bereich vor, nur ist der Widerstand mit ca. 70 Ω zu bemessen. Im Kurzwellenbereich ist eine befriedigende Bandbreite nicht erzielbar, weil die Kreise an sich schon eine zu große Bandbreite aufweisen. Man verzichtet deshalb besser im Kurzwellenbereich auf einen Bandfiltereingang.

5. Der Geradeausempfänger.

Zum Abschluß sei noch auf eine Empfängertype hingewiesen, die nicht zu den Supern rechnet: Der Geradeaus-Empfänger mit HF-Stufe und Eingangsbandfilter. Der Abgleich geht genau so vor sich wie die entsprechenden

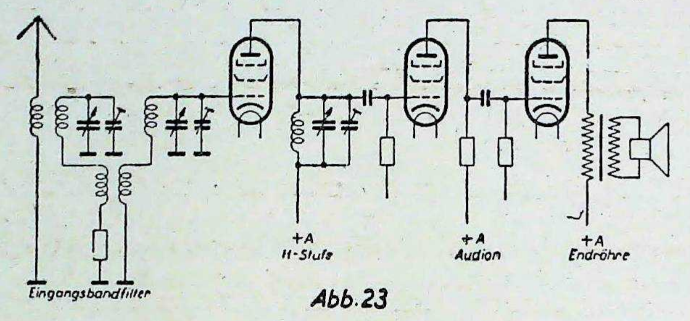


Abb. 23

Stufen des Supers, denn er geht aus der Abb. 1 hervor, indem der Teil zwischen den Schnitten S2 und S4 fortfällt und vor die HF-Röhre Rö 6 ein Eingangsbandfilter gesetzt wird (Abb. 23).

6. Antennenankopplung.

Die Ankopplung der Antenne soll so fest sein, wie es der Gleichlauf des 1. HF-Kreises aushält, denn durch die Antenne wird die Anfangskapazität des Kreises erhöht. Durch festere Antennenankopplung gewinnt man im wesentlichen solange an Empfindlichkeit, bis der Kreis durch die Antenne doppelt so stark gedämpft erscheint, wie er es ohne Antenne ist.

Radio-technische Anleitungen

ART-Röhren-Austauschlexikon mit allen Austauschmöglichkeiten, mit wertvollen Ratschlägen und zahlreichen Schaltungen für über 2500 deutsche, amerikan., englische und Wehrmacht-Röhren

Abgleich von Superhet- und Geradeausempfängern
Allgemein verständliche Abgleichanweisung und theoretische Begründung

Beschreibung eines Röhren-Regeneriergerätes für alle Röhrentypen und Anweisung zum Regenerieren

Bauanleitung und Beschreibung eines Röhren-Prüfgerätes mit Angaben für ca. 600 Röhren

Bauanleitung u. Beschreibung eines einfachen Schwebungssummers für Labor und Werkstatt

Rundfunk-Bandfilter
Darlegung der physikalischen Grundlagen von Schwingungskreisen, insbesondere von Bandfiltern und ihrer für den Rundfunkempfang wünschenswerten Eigenschaften

RC-Meßbrücke und Röhrenvoltmeter
Einführung in die Grundlagen beider Instrumente und ihrer Meßmethoden mit genauer Beschreibung und Bauanleitung

Netzanoden
Umfangreiche Zusammenstellung der Möglichkeiten, die notwendigen Gleichspannungen zu erzeugen mit Beispielen und Schaltanweisungen

Betrachtungen über den Frequenzgang von Verstärkern
Beeinflussung der Tonwiedergabe von Rundfunkempfängern mit genauen Anweisungen über Verbesserungsmöglichkeiten der Tonqualität von Rundfunkempfängern

Das ART-Lieferprogramm wird ständig durch Ergänzungen und Neuerscheinungen erweitert!

Druck von Meyer & Beckmann (21a) Halle in Westfalen